

FOR INFORMATION PURPOSES ONLY

(19) JAPANESE PATENT OFFICE (JP)

(12) Official Gazette of Laid-Open Patent Applications (A)

(11) Japanese Laid-Open Patent Application

(Kokai) No. 2002-58279

(P2002-58279A)

(43) Publication Date: 22 February 2002 (2002.2.22)

			<u>Theme code</u>
(51) <u>Int. Cl.</u> ⁷ :	<u>ID Code</u> :	<u>FI</u>	<u>(for reference):</u>
H02P 6/08		H02P 6/02	351H 5H560
6/18			371S

Request for Examination: Not Requested

Number of Claims: 2

OL (Total of 6 pages)

(21) Patent Application No.: 2000-237978 (P2000-237978)

(22) Filing Date: 7 August 2000 (2000.8.7)

(71) Applicant: 000001889

Sanyo Electric Co., Ltd.

5-5 Keihan-hondori 2-chome

Moriguchi-shi, Osaka

(71) Applicant: 000164656

Kumagaya Seimitsu Co., Ltd.

122 Manpei-cho 2-chome

Kumagaya-shi, Saitama-ken

(72) Inventor: Kotoji Kawashima

c/o Kumagaya Seimitsu Co., Ltd.,

122 Manpei-cho 2-chome

Kumagaya-shi, Saitama-ken

(74) Agent: 100085578

Patent Attorney, Miharu Saito

F Terms (For Reference)

5H560 BB04 BB07 BB12 DA01 DC13

JJ08 RR10 SS02 SS07 UA02

XA15

(54) [Title of the Invention] Drive control circuit for brushless motor

(57) [Abstract]

[Problem] To ensure stable rotary torque is produced when fluctuations in power supply voltage occur.

[Solving Means] The position where the counter electromotive force levels induced into U-phase, V-phase and W-phase drive coils from which a brushless motor 11 is constituted are equivalent is detected by means of a sensor 15 and a position detection circuit 17. When the power supply voltage supplied from a power supply 21 to the drive coils of each phase is varied with respect to a reference voltage, an inverse proportional circuit 23 outputs a phase-shift signal inversely proportional to this variation. A variable phase-shift circuit 19 outputs a switchover control signal for, in accordance with this phase-shift signal, advancing or delaying the phase with respect to the position where the counter electromotive force levels are equivalent to switch the drive current to the drive coils of each phase. A drive circuit 25 uses this switchover control signal to switchedly conduct the drive current to the drive coils.

23 INVERSE PROPORTIONAL
CIRCUIT

21 POWER SUPPLY

19 VARIABLE PHASE-SHIFT
CIRCUIT

25 DRIVE CIRCUIT

11 MOTOR

17 POSITION DETECTION CIRCUIT

15 SENSOR

[Claims]

[Claim 1] A drive control circuit for a brushless motor, characterized by comprising:

a position detection circuit which directly or indirectly detects a phase of a counter electromotive force induced into drive coils of a plurality of phases from which a brushless motor is configured;

an inverse proportional circuit which, when a power supply voltage supplied to said drive coils is varied with respect to a reference voltage, outputs a phase-shift signal inversely proportional to this variation;

a variable phase-shift circuit for outputting a switchover control signal which, in accordance with said phase signal, advances or delays said detected phase to switch a drive current to said drive coils; and

a drive circuit which uses said switchover control signal to switch the drive current for driving said drive coils.

[Claim 2] Drive control circuit for a brushless motor according to claim 1, characterized in that said inverse proportional circuit is formed so as to output said phase-shift signal as a preestablished advanced phase signal when said power supply voltage is equivalent to the reference voltage.

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Technical Field to which the Invention Belongs] The present invention relates to a drive control circuit for a brushless motor, and more particularly to a simple drive control circuit improved in such a way as to ensure stable motor characteristics are produced when fluctuations in power supply occur.

[0002]

[Prior Art] While not shown in the drawings, brushless motors commonly comprise, for example, a stator part formed by fixing a bearing housing that supports a bearing to a stator plate and separately winding drive coils of three phases around a stator core provided in the outer circumference of the bearing housing, and a

rotor part formed by fixing a cup-shaped rotor plate to a rotary shaft pivotally-supported by a bearing, and fixing a ring plate-shaped multi-pole rotor magnet to the inner-side wall of this rotor plate with the face of the rotor magnet opposing the tip of the stator core with a small interval.

[0003] As shown schematically in FIG. 8, the drive circuit for a brushless motor such as this is constituted from a sensor 3 disposed in close proximity of the rotor part of a motor 1 which is connected to a position detection circuit 5 to detect the position of the rotor magnet, and a drive circuit 7 which, in accordance with this position detection signal, switchedly conducts the drive current applied from a power supply (not shown in the diagram) to the motor 1.

[0004] That is to say, in accordance with a position detection signal from the position detection circuit 5, the drive circuit 7 of the motor 1 switchedly conducts (rectifies) the drive current to the Y-wired U-phase, V-phase and W-phase drive coils 9a, 9b, 9c shown in FIG. 10 at timings at which the phases are respectively displaced by 120° as shown in FIG. 9, and rotationally controls the rotor part of the motor 1.

[0005] In a brushless motor such as this, the relationship between revolutions and torque when a rated power voltage is applied to the motor 1 is expressed by line A of FIG. 11.

[0006]

[Problems to be Solved by the Invention] However, it is a characteristic of common brushless motors that, when the power supply voltage applied to the motor 1 is caused to drop for some reason or another and an undervoltage state is established, the torque and revolution speed drop proportionally therewith as expressed by line B of FIG. 11. Accordingly, actual motor design is based on satisfying predetermined motor characteristics, by way of example, on the non-load revolution speed being set somewhat higher even when the power supply voltage under

the conditions in which the motor is being used is somewhat lower than the rated voltage. That is to say, brushless motor design is based on a reduced torque constant.

[0007] Accordingly, there are concerns that when the actual applied power supply voltage is caused to rise for some reason or another and an overvoltage state is established that a higher power supply voltage as expressed by line C of FIG. 11 to be applied to the motor 1 itself and give rise to the non-optimized overspecification thereof, and that in combination with the increased current produced by the reduced torque constant, that this will generate increased heat generation or the like which is a cause of operational breakdown.

[0008] In actual motor use, the occurrence of error when a power supply apparatus is used and a drop in power supply due to power dissipation when a power supply battery is used are predictable, and a measure for dealing with such fluctuations in power supply voltage is desirable.

[0009] It is an object of the present invention, which is designed to resolve the problems of the prior art described above, to provide a drive control circuit able to produce stable motor characteristics when a drop in the power supply voltage for driving the motor occurs and which, by suppressing heat generation and so on, is similarly able to produce stable motor characteristics when a rise in the power supply voltage occurs.

[0010]

[Means to Solve the Problems] The present invention, which is designed to resolve these problems, comprises a position detection circuit which directly or indirectly detects a phase of a counter electromotive force induced into drive coils of a plurality of phases from which a brushless motor is configured;

an inverse proportional circuit which, when a power supply voltage supplied to the aforementioned drive coils

is varied with respect to a reference voltage, outputs a phase-shift signal inversely proportional to this variation;

a variable phase-shift circuit for outputting a switchover control signal which, in accordance with the aforementioned phase signal, advances or delays the aforementioned detected phase to switch a drive current to the aforementioned drive coils; and

a drive circuit which uses the aforementioned switchover control signal to switch the drive current for driving the aforementioned drive coils.

[0011] In addition, according to the present invention, the aforementioned inverse proportional circuit is formed in such a way as to output the aforementioned phase-shift signal as a preestablished advanced phase signal when the aforementioned power supply voltage is equivalent to the reference voltage.

[0012]

[Embodiment of the Invention] An embodiment of the present invention will be hereinafter described with reference to the drawings. FIG. 1 is a block diagram of an embodiment of a drive control circuit for a brushless motor pertaining to the present invention.

[0013] While, although not shown in the drawing, the brushless motor 11 (referred to in the drawings simply as "motor") of FIG. 1 has a similar configuration to the brushless motor of the example of the prior art and, for example, is constituted by a stator part formed by fixing a bearing housing which supports a bearing to a stator plate and separately winding drive coils of three phases around a stator core provided in the outer circumference of the bearing housing, and a rotor part formed by fixing a cup-shaped rotor plate to a rotary shaft pivotally-supported by a bearing and fixing a ring plate-shaped multi-pole rotor magnet to the inner-side wall of this rotor plate with the face of rotor magnet opposing the tip of the stator core with a small interval, the configuration thereof is not limited thereto.

[0014] The drive coils from which the brushless motor 11 is constituted are formed from, for example, Y-wired U-phase, V-phase and W-phase drive coils 13a, 13b, 13c as shown in FIG. 2.

[0015] A sensor 15 disposed in the brushless motor 11 for detecting the level of magnetization of the N-pole and S-pole of the rotor magnet when the motor is rotationally driven is connected to a position detection circuit 17.

[0016] The position detection circuit 17 indirectly detects the counter electromotive force levels induced into the drive coils 13a, 13b, 13c of each phase from the level of magnetization of the N-pole and S-pole obtained from the sensor 15.

[0017] Naturally, the position detection circuit 17 may be constituted to directly detect the levels of counter electromotive force.

[0018] FIG. 3 shows waveforms of the counter electromotive force induced into the U-phase, V-phase and W-phase drive coils 13a, 13b, 13c.

[0019] A power supply 21 of FIG. 1 constitutes a DC power supply that provides a direct current obtained by the low-voltage transformation of the power from a commercial power supply to a suitable voltage, a battery, or another known power supply for rotationally driving the motor 11, as well as actuating the circuits and so on of the present invention.

[0020] An inverse proportional circuit 23 for detecting the power supply voltage output from the power supply 21, and more particularly for detecting the power supply voltage levels applied to the drive coils 13a, 13b, 13c of the motor 11 and comparing these power supply voltage level with a predetermined reference voltage such as, for example, a preestablished rated voltage and outputting a phase-shift signal inversely proportional to the difference therebetween, is connected to a variable phase-shift circuit 19. Notably, there is preferably some latitude in the reference voltage value established.

[0021] The inverse proportional circuit 23 possesses a function for, for example, when the power supply voltage level applied from the power supply 21 to the drive coils 13a, 13b, 13c drops below the predetermined rated voltage, outputting a level signal inversely proportional to the level of this drop and larger than a reference phase-shift voltage as a phase-shift signal and, when the power supply voltage level rises above the rated voltage, outputting a level signal inversely proportional to this rise in level and smaller than the reference phase-shift signal as a phase-shift signal.

[0022] A variable phase-shift circuit 19 which, as shown in FIG. 4, outputs a switchover control signal for commutating the drive currents applied to the U-phase, V-phase and W-phase drive coils 13a, 13b, 13c as described above at timings at which the phases are displaced by 120° , is connected to a drive circuit 25.

[0023] Furthermore, the variable phase-shift circuit 19 possesses a voltage variable phase-shift function for, when the phase-shift signal level from the inverse proportional circuit 23 is higher than the output timing (rectifier angle) of the switchover control signal during rated operation, advancing the phase of the switchover control signal in response to this level (advanced angle) and outputting this to the drive circuit 25 and, when this phase-shift signal level is lower than the output timing of the switchover control signal during rated operation, delaying the phase of the switchover control signal to be output in response to this level.

[0024] That is to say, as shown in FIG. 3, the variable phase-shift circuit 19 outputs a switching control signal to the drive circuit 25 for, in accordance with the voltage level of the phase-shift signal, either advancing or delaying a rectifier angle to a position P where the counter electromotive forces at each phase overlap (are equivalent).

[0025] Notably, the relationship between phase advancement and phase delay of this switchover control

signal and torque and rotational speed will be described later.

[0026] The drive circuit 25 is formed by, for example, as shown in FIG. 2, the connection of an emitter of the transistors Q1, Q3, Q5 that have a collector connected to the plus-side of the power supply 21 to a collector of the transistors Q2, Q4, Q6, the connection of an emitter of the transistors Q2, Q4, Q6 to the minus-side of the power supply 21, the connection of a contact point between the transistors Q1 and Q2 with a start winding of the U-phase drive coil 13a, the connection of a contact point between the transistors Q3, Q4 with a start winding of the V-phase drive coil 13b, and the connection of a contact point between the transistors Q5, Q6 with a start winding of the W-phase drive coil 13c.

[0027] The drive circuit 25 possesses an additional function for, using switchover control signals from the variable phase-shift circuit 19 correspondent to the U-phase, V-phase and W-phase, selectively ON-OFF controlling the transistors Q1 to Q6 and switchedly conducting a drive current from the power supply 21 to the drive coils 13a to 13c.

[0028] The actuation of the drive control circuit of the brushless motor pertaining to the present invention will be hereinafter briefly described.

[0029] When the motor 11 is rotating, the counter electromotive forces of the U-phase, V-phase and W-phase drive coils 13a to 13c are detected by the sensor 15 and the position detection circuit 17.

[0030] As shown in FIG. 3, the position detection circuit 17, detects the U-phase, V-phase and W-phase counter electromotive forces and outputs the position timing thereof to the variable phase-shift circuit 19.

[0031] When the power supply voltage level applied to the drive coils 13a to 13c of the motor 11 from the power supply 21 is stable at, for example, the rated voltage, the inverse proportional circuit 23 outputs a predetermined reference phase-shift signal.

[0032] As shown in FIG. 3 and FIG. 4, the variable phase-shift circuit 19 outputs a switchover control signal to the drive circuit 25 at timings at which the phases are displaced by 120° matching the positions P where the U-phase, V-phase and W-phase levels of counter electromotive forces overlap.

[0033] Accordingly, the drive circuit 25 selectively ON-OFF controls the transistors Q1 to Q6 and, as shown in FIG. 5, switchedly conducts a drive current to the drive coils 13a to 13c at phase timings of 120° respectively.

[0034] An example in which, for some reason or another, the power supply voltage from the power supply 21 has dropped below the rated voltage will be hereinafter described.

[0035] When the power supply voltage from the power supply 21 drops, the inverse proportional circuit 23 outputs a phase-shift signal of a level inversely proportional therewith to the variable phase-shift circuit 19.

[0036] The variable phase-shift circuit 19 outputs a switchover control signal to the drive circuit 25 of a timing P1 and phase which, in response to the phase-shift signal level, has been advanced from the position P at which the U-phase, V-phase and W-phase counter electromotive forces overlap.

[0037] Accordingly, the drive circuit 25 uses the phase-advanced switchover control signal to selectively ON-OFF control the transistors Q1 to Q6, and switchedly conducts the drive current from the power supply 21 to the drive coils 13a to 13c at phase timings 120° respectively from the timing P1 advanced from a commutation point P during rated operation.

[0038] Conversely, when the power supply voltage from the power supply 21 rises above the rated voltage, a phase-shift signal of a level inversely proportional thereto is output from the inverse proportional circuit 23 to the variable phase-shift circuit 19, a switchover control signal of a timing P2 of a phase delayed in response to

this phase-shift signal level is output from the variable phase-shift circuit 19 to the drive circuit 25, and the drive current supplied from the power supply 21 to the drive coils 13a to 13c is switchedly conducted thereto at phases of 120° respectively from a timing P2 delayed from the commutation point P during rated voltage.

[0039] Normally, in an example in which a drive current I_a is conducted in the brushless motor 11 from, for example, the power supply 21 to the drive coil 13a, a counter electromotive force E and a resistance component R_a of the drive coil 13a may be expressed as the equivalent circuit of FIG. 6, and the following expression is established:

$$\text{Counter electromotive force } E = K\phi n$$

[0040] Here, the symbol K denotes the motor constant, the symbol ϕ denotes the magnetic flux, and the symbol n denotes the rotational speed and, when the phase of the drive current I_a is varied, the counter electromotive force is expressed as follows:

$$\text{Counter electromotive force } E = K\phi \cos\theta n$$

Here, the symbol θ denotes the rectifier angle which is "0" at the point P.

[0041] On the other hand, the voltage V of the power supply 21 is expressed as follows:

$$\begin{aligned} \text{Power source voltage } V &= R_a I_a \\ &= K\phi \cos\theta n + R_a I_a \end{aligned}$$

[0042] This expression is expanded as follows to determine the rotational speed:

$$\text{Rotational speed } n = (V - R_a I_a) / K\phi \cos\theta$$

[0043] It is clear from this expression that, if the power supply voltage V drops, it is sufficient to reduce " $\cos\theta$ " or to advance the rectifier angle (commutation point of the drive current I_a) to maintain and prevent the rotational speed from dropping.

[0044] In addition, in FIG. 7 which shows the relationship between torque and rotational speed when the " $\cos\theta$ " is varied to advance or delay the commutation point of the drive current I_a , although the

characteristics gradient when the commutation point of the drive current I_a is advanced is comparatively more steep than when commutation occurs during rated operation at the position where the counter electromotive forces are equivalent, the characteristics gradient is less severe and torque drops when the commutation point of the drive current I_a is delayed.

[0045] The drive control circuit for a brushless motor of the present invention is constituted so that the counter electromotive force induced into the U-phase, V-phase and W-phase drive coils 13a, 13b, 13c from which the brushless motor 11 is formed is detected by the sensor 15 and the position detection sensor 17, so that when the power supply voltage from the power supply 21 to these drive coils 13a, 13b, 13c drops with respect to the reference voltage a phase-shift signal inversely proportional to the direction of variation is output from the inverse proportional circuit 23, so that a switching control signal for, in accordance with this phase-shift signal, advancing the phase with respect to the phase during rated voltage operation to switch the current applied to the drive coils 13a, 13b, 13c is output from the variable phase-shift circuit 19, and so that the drive circuit 25 uses this switching control signal to advance and switch the current switchover timing to the drive coils 13a, 13b, 13c.

[0046] Accordingly, when the power supply voltage from the power supply 21 drops below the rated voltage, because the motor 11 is driven in a state in which the current switchover timing to the drive coils 13a, 13b, 13c has been advanced, a rotational control which prevents reduction of torque at high rotation and is comparable to the state obtained in the rated voltage state is able to be produced.

[0047] Similarly, when the power supply voltage from the power supply 21 is higher than the rated voltage, a rotational control comparable to when a rated voltage state is supplied by the power supply can be produced by

delaying the phase of the commutation point from the phase during rated voltage operation so as to reduce the non-load rotational speed. At this time, because the torque constant is increased, the non-load current is reduced.

[0048] Accordingly, the employment of the drive control circuit of the brushless motor of the present invention is advantageous in that the need to design the brushless motor 11 in advance to operate at a higher rotational torque is eliminated whereupon, in the event that a rise in the applied power supply voltage occurs, overspecification and, in addition, an increase in heat generation are rendered unlikely.

[0049] While the description of the embodiment described above employs, for reasons of convenience, a description of a point at which the U-phase, V-phase and W-phase counter electromotive force levels overlap, that is to say, of a commutation point P, because the drive coils of common motors are subject to the effects of winding inductance or armature reaction and the like (omitted from the description), as long as the rectifier angle during rated voltage operation is set a little in advance of the commutation point P (the P1 side of FIG. 3) when the power supply voltage is equivalent to the reference voltage, the winding inductance and armature reaction effects on the drive coils can be reduced.

[0050] This example is no different to a configuration in which the phase is advanced or delayed during undervoltage operation and overvoltage operation with respect to the rated voltage operation to, for example, $+15^\circ$ during rated voltage operation, $+30^\circ$ during undervoltage operation, and 0° during overvoltage operation.

[0051] In addition, apart from a configuration in which the switching (rectifying) of the drive current as described above is sharply or digitally performed, a configuration in which, for example, the switching (rectifying) of the drive current involves a sine wave or

trapezoidal current, that is to say, it is analogally switched, may also be adopted.

[0052] Notably, in the embodiment of the present invention, the rated voltage of the power supply voltage from the power supply 21 may of course be arbitrarily set.

[0053]

[Effect of the Invention] The drive control circuit for a brushless motor pertaining to the present invention described above is advantageous in that, because it is constituted so that: the position at which the levels of counter electromotive force induced into the drive coils of a plurality of phases from which the brushless motor is constituted is detected by a position detection circuit; when the power supply voltage supplied to these drive coils varies with respect to a reference voltage, a phase-shift signal inversely proportional to the direction of this variation is output from an inverse proportional circuit; a switchover control signal for switching over the current to the drive coils at an advanced or delayed phase with respect to the aforementioned detection position is output from the variable phase-shift circuit in accordance with this phase-shift signal; and the drive circuit uses this switchover control signal to switch the current switchover timing for driving these drive coils, a stable rotational torque is able to be maintained and stable motor characteristics are able to be produced when the power supply voltage for driving the brushless motor drops and, similarly, heat generation and so on is able to be suppressed and stable motor characteristics are able to be produced even when the power supply voltage applied rises. In addition, in addition to the effects described above, a configuration in which the aforementioned inverse proportional circuit is constituted to output a preestablished advanced phase-shift signal when the power supply voltage is equivalent to the reference voltage is unlikely to be affected by

winding inductance or armature reaction of the drive coils from which the motor is constituted.

[Brief Description of the Drawings]

[FIG. 1] is a block diagram showing an embodiment of a drive control circuit for a brushless motor pertaining to the present invention;

[FIG. 2] is a circuit diagram showing the drive circuit and drive coils of FIG. 1;

[FIG. 3] is a waveform diagram of the counter electromotive forces induced into the drive coils;

[FIG. 4] is a waveform diagram of a switchover control signal for switching the drive coils;

[FIG. 5] is a waveform diagram of the drive currents conducted to the drive coils;

[FIG. 6] is a circuit diagram describing the actuation of the drive control circuit of the present invention;

[FIG. 7] is a rotational speed and torque characteristics diagram of the brushless motor driven by the drive control circuit of the present invention;

[FIG. 8] is a block diagram of a conventional drive control circuit;

[FIG. 9] is a waveform diagram of the drive currents conducted to the drive coils of FIG. 10;

[FIG. 10] is a circuit diagram of the common drive coils of a brushless motor; and

[FIG. 11] is a rotational speed and torque characteristics diagram of the brushless motor driven by the drive control circuit of the present invention.

[Explanation of Symbols]

1, 11 Brushless motor

3, 15 Sensor

5, 17 Position detection sensor

7, 25 Drive circuit

9a, 9b, 9c, 13a, 13b, 13c Drive coils

19 Variable phase-shift circuit

21 Power supply

23 Inverse proportional circuit

Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6 Transistors

[FIG. 1]

23 INVERSE PROPORTIONAL CIRCUIT
19 VARIABLE PHASE-SHIFT CIRCUIT
21 POWER SUPPLY
11 DRIVE CIRCUIT
17 POSITION DETECTION CIRCUIT
11 MOTOR
15 SENSOR

[FIG. 2]

25 DRIVE CIRCUIT
21 POWER SUPPLY
DRIVE COILS
U-PHASE
V-PHASE
W-PHASE

[FIG. 10]

DRIVE COILS
U-PHASE
V-PHASE
W-PHASE

[FIG. 4]

U-PHASE
V-PHASE
W-PHASE

[FIG. 3]

COUNTER ELECTROMOTIVE FORCE

U-PHASE

V-PHASE

W-PHASE

TIME

[FIG. 5]

U-V PHASE

V-W PHASE

W-U PHASE

[FIG. 6]

[FIG. 7]

ROTATIONAL SPEED

b DURING UNDERVOLTAGE OPERATION

c DURING OVERVOLTAGE OPERATION

a DURING RATED VOLTAGE OPERATION

[FIG. 8]

7 DRIVE CIRCUIT

1 MOTOR

3 SENSOR

5 PHASE DETECTION CIRCUIT

[FIG. 9]

U-V PHASE

V-W PHASE

W-U PHASE

[FIG. 11]

ROTATIONAL SPEED

b DURING UNDERVOLTAGE OPERATION

c DURING OVERVOLTAGE OPERATION

a DURING RATED VOLTAGE OPERATION

TORQUE

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 2002058279 A

(43) Date of publication of application: 22.02.02

(51) Int. Cl.

H02P 6/08

H02P 6/18

(21) Application number: 2000237978

(71) Applicant: SANYO ELECTRIC CO
LTDKUMAGAYA SEIMITSU KK

(22) Date of filing: 07.08.00

(72) Inventor: KAWASHIMA KOTOJI

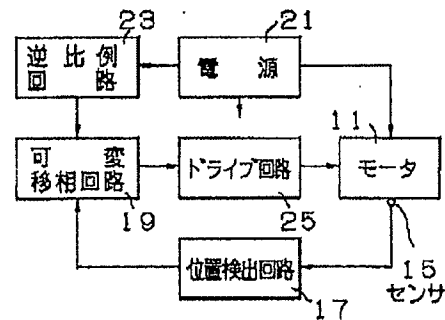
(54) DRIVE CONTROL CIRCUIT OF BRUSHLESS
MOTOR

COPYRIGHT: (C)2002,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a stabilized rotational torque regardless of variation of power supply voltage.

SOLUTION: A sensor 15 and a position detecting circuit 17 detect positions where counter-electromotive forces induced in the drive coils of phase U, phase V and phase W forming a brushless motor 11 have the same level. When a power supply voltage being fed from a power supply 21 to the drive coil of each phase is varied with respect to a reference voltage, an inverse proportion circuit 23 outputs a phase shift signal proportional inversely to that variation. A variable phase shift circuit 19 outputs a control signal for switching the drive current to the drive coil of each phase by leading or delaying the phase with respect to a position where the counter-electromotive forces have the same level based on that phase shift signal. A drive circuit 25 conducts the drive current to the drive coil while switching by that switching control signal.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-58279
(P2002-58279A)

(43) 公開日 平成14年2月22日 (2002.2.22)

(51) Int.Cl.⁷H 0 2 P 6/08
6/18

識別記号

F I

H 0 2 P 6/02

テーマコード(参考)

3 J 1 H 5 H 5 6 0
3 7 1 S

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願2000-237978(P2000-237978)

(22) 出願日 平成12年8月7日 (2000.8.7)

(71) 出願人 000001889

三洋電機株式会社

大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号

(71) 出願人 000164656

熊谷精密株式会社

埼玉県熊谷市万平町2丁目122番地

(72) 発明者 川島 翠司

埼玉県熊谷市万平町2丁目122番地 熊谷
精密株式会社内

(74) 代理人 100085578

弁理士 斎藤 美晴

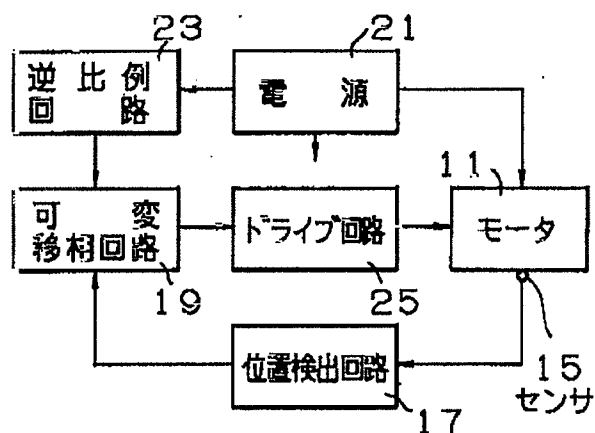
Fターム(参考) 5H560 BB04 BB12 DA01 DC13
JJ08 RR10 SS02 SS07 UA02
XA15

(54) 【発明の名称】 ブラシレスモータの駆動制御回路

(57) 【要約】

【課題】 電源電圧が変動しても安定した回転トルクが得られるようにする。

【解決手段】 ブラシレスモータ11を形成するU相、V相およびW相の駆動コイルに誘起する逆起電力レベルの等しい位置をセンサ15と位置検出回路17で検出する。逆比例回路23は、電源21から各相の駆動コイルへ供給する電源電圧が基準電圧に対して変化したときその変化に逆比例した移相信号を出力する。可変移相回路19は、その移相信号に基づきその逆起電力レベルの等しい位置に対して進相又は遅相させて各相の駆動コイルへの駆動電流を切換える切換え制御信号を出力する。ドライブ回路25はその切換え制御信号によって駆動コイルへの駆動電流を切換え通電する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 ブラシレスモータを構成する複数相の各駆動コイルに誘起する逆起電力の位相を直接又は間接的に検出する位置検出回路と、前記駆動コイルへ供給する電源電圧が基準電圧に対して変化したとき、その変化に逆比例した移相信号を出力する逆比例回路と、前記移相信号に基づき前記検出位相に対して進相又は遅相位相で前記駆動コイルへの駆動電流を切換える切換え制御信号を出力する可変移相回路と、前記切換え制御信号によって前記駆動コイルへの駆動電流を切換えてドライブするドライブ回路と、を具備することを特徴とするブラシレスモータの駆動制御回路。

【請求項2】 前記逆比例回路は、前記電源電圧が基準電圧状態にあるとき、予め進相に設定した前記移相信号を出力するよう形成された請求項1記載のブラシレスモータの駆動制御回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はブラシレスモータの駆動制御回路に係り、特に電源電圧が変動してもモータ特性を安定させることの容易な駆動制御回路の改良に関する。

【0002】

【従来の技術】ブラシレスモータは、図示はしないが、例えば軸受を支持した軸受ハウジングをステータ板に固定し、軸受ハウジングの外周に設けたステータコアに3相の駆動コイルを分割巻してステータ部を形成し、軸受に軸支させた回転軸にカップ状のロータ板を固定し、このロータ板の側壁内側にリング状の多極ロータマグネットを固定し、ステータコアの先端と僅かな間隔で対面させてロータ部を形成するのが一般的である。

【0003】このようなブラシレスモータの駆動回路としては、概略的には図8に示すように、モータ1のロータ部近傍に配置したセンサ3を位置検出回路5に接続してロータマグネットの位置を検出し、この位置検出信号に基づきドライブ回路7では電源（図示せず。）からモータ1へ印加する駆動電流を切換え通電する構成となっていた。

【0004】すなわち、モータ1において、位置検出回路5からの位置検出信号に基づきドライブ回路7で、図9に示すように、各々120°ずつ位相をずらせたタイミングで、図10のようにY結線したU相、V相およびW相の3相駆動コイル9a、9b、9cに対して駆動電流を切換え通電（整流）し、ロータ部を回転制御していた。

【0005】そして、このようなブラシレスモータでは、定格の電源電圧をモータ1に印加した場合、回転数とトルクの関係が図11Aのようになっていた。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、一般的なブラシレスモータでは、モータ1に印加する電源電圧が低下して減電圧状態になると、それに比例して図11Bのようにトルクおよび回転速度が低下する特性となるので、実際の製品化に当り、使用環境下の印加電源電圧が定格電圧よりも多少低下しても、所定のモータ特性を満足するよう例えば無負荷回転速度を多少高めに設定する設計が行われている。すなわち、トルク定数を低下させて設計が行われていた。

【0007】そのため、何等かの原因によって実際に使用する印加電源電圧が高くなって過電圧状態になった場合、モータ1自体には図11Cのように高めの電源電圧が印加された状態となって最適化されずにオーバースペックとなり、トルク定数の低下による電流増加と合わせて、発熱が増加する等の動作障害の原因となる心配がある。

【0008】実際のモータを使用する場合、安定化電源装置を使用していても誤差が生じたり、電源電池を使用していても消耗によって電源電圧が低下する事態も予想され、電源電圧の変動に対する対策が望まれていた。

【0009】本発明はそのような従来の課題を解決するためになされたもので、モータを駆動する電源電圧が低下しても安定したモータ特性が得られるとともに、電源電圧が上昇しても発熱等の発生を抑えて同様に安定したモータ特性が得られる駆動制御回路の提供を目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】そのような課題を解決するために本発明は、ブラシレスモータを構成する複数相の各駆動コイルに誘起する逆起電力の位相を直接的又は間接的に検出する位置検出回路と、それら駆動コイルへ供給する電源電圧が基準電圧に対して変化したときその変化に逆比例した移相信号を出力する逆比例回路と、その移相信号に基づき上記検出位置に対して各駆動コイルへの切換えを進相又は遅相位相で切換え制御信号を出力する可変移相回路と、その切換え制御信号によってそれら駆動コイルへの駆動電流を切換えてドライブするドライブ回路とを具備している。

【0011】そして、本発明では、電源電圧が基準電圧状態にあるとき、予め進相に設定したその移相信号を出力するよう上記逆比例回路を形成することが可能である。

【0012】

【発明の実施の形態】以下本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。図1は本発明に係るブラシレスモータの駆動制御回路の実施の形態を示すブロック図である。

【0013】図1において、ブラシレスモータ11（図では単にモータと略す。）は、図示はしないが従来例と

同様な構成を有しており、例えば、軸受を支持した軸受ハウジングがステータ板に固定され、軸受ハウジングの外周に設けたステータコアに例えば3相の駆動コイルが分割して巻かれてステータ部を形成し、その軸受に軸支させた回転軸にカップ状のロータ板が固定され、このロータ板の側壁内側にリング板状の多極ロータマグネットが固定されてロータ部を形成するとともに、そのステータコアの先端と僅かな間隔でロータマグネットを対面させた構成を有しているが、これに限定されない。

【0014】ブラシレスモータ11を形成する駆動コイルは、図2に示すように、例えばU相、V相およびW相の駆動コイル13a、13b、13cをY結線して形成されている。

【0015】ブラシレスモータ11に配置されたセンサ15は、この回転駆動時にロータマグネットのN極とS極の着磁状態レベルを検出するものであり、位置検出回路17に接続されている。

【0016】位置検出回路17は、センサ15から得られたN極とS極の着磁状態レベルから、各相の駆動コイル13a、13b、13cに誘起される逆起電力レベルを間接的に検出するものであり、可変移相回路19に接続されている。

【0017】もちろん、位置検出回路17は逆起電力レベルを直接的に検出するよう形成可能である。

【0018】図3は、U相、V相およびW相の駆動コイル13a、13b、13cに誘起される逆起電力波形を示すものである。

【0019】図1中の電源21は、商用電源から適当な電圧に低圧変換して直流化した直流電源やバッテリーその他公知のものであり、モータ11を回転駆動する他、本発明の回路その他を動作させるものである。

【0020】逆比例回路23は、電源21から出力される電源電圧、特にモータ11の駆動コイル13a、13b、13cへ印加される電源電圧レベルを検出するとともに、所定の基準電圧例えば予め設定した定格電圧とその電源電圧レベルとを比較してその差に逆比例した移相信号を出力するものであり、可変移相回路19に接続されている。なお、基準電圧は若干の幅をもたせて設定することが好ましい。

【0021】逆比例回路23は、例えば、電源21から駆動コイル13a、13b、13cへ印加される電源電圧レベルが所定の定格電圧より低下したとき、その低下レベルに逆比例して基準移相電圧より大きなレベル信号を移相信号として出力し、電源電圧レベルがその定格電圧より上昇したとき、その上昇レベルに逆比例して基準移相電圧より小さなレベル信号を移相信号として出力する機能を有している。

【0022】可変移相回路19は、図4に示すように、上述した駆動コイル13a、13b、13cへ印加されるU相、V相およびW相の駆動電流を位相120°ずら

せたタイミングで転流させる切換え制御信号を出力するものであり、ドライブ回路25に接続されている。

【0023】さらに、可変移相回路19は、定格動作時の切換え制御信号の出力タイミング（整流角）に対し、逆比例回路23からの移相信号レベルが高ければ、そのレベルに応じて切換え制御信号の位相を進め（進角させ）、移相信号レベルが低ければ、そのレベルに応じて切換え制御信号の位相を遅らせてドライブ回路25へ出力する電圧可変移相機能を有している。

【0024】すなわち、可変移相回路19は、図3に示すように、各相の逆起電力が重なる（等しい）レベルとなる位置Pに対して、移相信号の電圧レベルに基づき整流角を進相又は遅相させる切換え制御信号をドライブ回路25へ出力するものである。

【0025】なお、この切換え制御信号の進相又は遅相とトルクや回転速度との関係は後述する。

【0026】ドライブ回路25は、例えば図2に示すように、コレクタを電源21のプラス側に接続したトランジスタQ1、Q3、Q5について、これらのエミッタを各々トランジスタQ2、Q4、Q6のコレクタに接続し、トランジスタQ2、Q4、Q6のエミッタを電源21のマイナス側に接続し、トランジスタQ1とQ2の接続点をU相の駆動コイル13aの巻き始めに、トランジスタQ3とQ4の接続点をV相の駆動コイル13bの巻き始めに、トランジスタQ5とQ6の接続点をW相の駆動コイル13cの巻き始めに接続して形成されている。

【0027】そして、ドライブ回路25は、可変移相回路19からのU相、V相およびW相に対応した切換え制御信号によってトランジスタQ1～Q6を選択的にオンオフ制御し、電源21からの駆動電流を駆動コイル13a～13cへ切換え通電する機能を有している。

【0028】次に、本発明に係るブラシレスモータの駆動制御回路の動作を簡単に説明する。

【0029】モータ11が回転している場合、U相、V相およびW相の駆動コイル13a～13cに誘起される逆起電力を、センサ15および位置検出回路17によって検出する。

【0030】位置検出回路17は、図3のようにそれぞれU相、V相およびW相の逆起電力を検出し、その位置タイミングを可変移相回路19へ出力する。

【0031】逆比例回路23は、電源21からモータ11の駆動コイル13a～13cへ印加される電源電圧レベルが例えば定格電圧で安定しているとき、所定の基準移相信号を出力する。

【0032】可変移相回路19は、図3および図4に示すように、U相、V相、W相の逆起電力が重なるレベルとなる位置Pに合わせ、かつ位相を120°ずらせたタイミングの切換え制御信号をドライブ回路25へ出力する。

【0033】そのため、ドライブ回路25は、トランジ

スタQ1～Q6を選択的にオンオフ制御し、図5に示すような駆動電流を駆動コイル13a～13cへ120°ずつの位相期間で切換え通電する。

【0034】次に、何等かの原因で電源21からの電源電圧が定格電圧よりも低下した場合を説明する。

【0035】電源21からの電源電圧が低下すると、逆比例回路23はそれに逆比例したレベルの移相信号を可変移相回路19へ出力する。

【0036】可変移相回路19は、U相、V相、W相の逆起電力の重なる位置Pから移相信号レベルに応じて位相を進めたタイミングP1の切換え制御信号をドライブ回路25へ出力する。

【0037】そのため、ドライブ回路25は、位相を進めた切換え制御信号でトランジスタQ1～Q6を選択的にオンオフ制御し、電源21からの駆動電流を駆動コイル13a～13cへ定格時の転流点Pより進めたタイミングP1から120°ずつの位相期間で切換え通電することになる。

【0038】逆に、電源21からの電源電圧が定格電圧よりも上昇すると、逆比例回路23からはそれに逆比例したレベルの移相信号が可変移相回路19へ出力され、可変移相回路19からはその移相信号レベルに応じて位相を遅らせたタイミングP2の切換え制御信号がドライブ回路25へ出力され、電源21から駆動コイル13a～13cへ供給される駆動電流が定格時の転流点Pより遅れたタイミングP2から120°ずつの位相で切換え通電される。

【0039】一般に、ブラシレスモータ11において、例えば電源21からU相の駆動コイル13aに駆動電流Iaが流れる場合、駆動コイル13aにおける逆起電力Eおよび抵抗分Raを等価回路で示せば、図6のようになるとともに次の式が成立する。

逆起電力 $E = K \phi n$

【0040】ここで、符号Kはモータ定数、符号 ϕ は磁束数、符号nは回転速度であり、駆動電流Iaの位相が変化する場合、次式で表せる。

逆起電力 $E = K \phi \cos \theta n$

符号 θ は、整流角であり、P点では「0」である。

【0041】他方、電源21の電圧Vは次の式で表せる。

$$\begin{aligned} \text{電源電圧 } V &= E + R_a I_a \\ &= K \phi \cos \theta n + R_a I_a \end{aligned}$$

【0042】これを展開して回転速度を求めると、次のようになる。

$$\text{回転数 } n = (V - R_a I_a) / K \phi \cos \theta$$

【0043】これによれば、電源電圧Vが低下した場合、回転速度nを低下させずに保つには「 $\cos \theta$ 」を小さくすればよく、整流角（駆動電流Iaの転流点）を進めれば良いことが分かる。

【0044】そして、「 $\cos \theta$ 」を変化させて駆動電

流Iaの転流点を進めたり遅らせたりした場合のトルクと回転速度の関係は、図7に示すようになり、駆動電流Iaの転流点を進めた場合、定格時の逆起電力の等しい位置で転流する場合に比べ、その特性の傾きが大きくなってトルクが上昇する一方、駆動電流Iaの転流点を遅らせた場合、その特性の傾きが小さくなってトルクが低下する。

【0045】このように本発明のブラシレスモータの駆動制御回路は、ブラシレスモータ11を形成するU相、V相およびW相の駆動コイル13a、13b、13cに誘起する逆起電力をセンサ15と位置検出回路17で検出し、それら駆動コイル13a、13b、13cへ供給する電源21からの電源電圧が基準電圧に対して低下したときその変化方向に逆比例した移相信号を逆比例回路23から出力し、その移相信号に基づき定格電圧時の位相に対して進相させて駆動コイル13a、13b、13cへの電流印加を切換える切換え制御信号を可変移相回路19から出力し、ドライブ回路25ではその切換え制御信号によって駆動コイル13a、13b、13cへの電流切換えタイミングを進めて切換える構成とした。

【0046】そのため、電源21からの電源電圧が定格電圧より低下しても、駆動コイル13a、13b、13cへの電流切換えタイミングを進めた状態でモータ11が駆動されるから、高回転時のトルクが低下せずに、定格電圧状態と同様な回転制御が得られる。

【0047】また、電源21からの電源電圧が定格電圧よりも高くなった場合には、転流点の位相を定格電圧時より遅らせることにより、無負荷回転速度を低下させて同様に電源の定格電圧の状態と同様な回転制御ができる。このときトルク定数は増加しているため、負荷電流は減少する。

【0048】従って、本発明のブラシレスモータの駆動制御回路を用いれば、ブラシレスモータ11について、予め高めの回転トルクで動作するよう設計する必要はなくなり、万一、印加電源電圧が高くなってもオーバースペックとなり難しく、発熱も増加し難い利点がある。

【0049】上述した実施の形態では説明の都合上、U相、V相およびW相の逆起電力レベルが重なる点、すなわち転流点Pを用いて説明したが、一般のモータには駆動コイルの巻線インダクタンスや電機子反作用などの影響があるので（説明省略）、電源電圧が基準電圧状態にあるとき、定格時の整流角を転流点Pよりも若干進める（図3のP1側）設定をすれば、駆動コイルの巻線インダクタンスや電機子反作用の影響を低減できる。

【0050】この場合、例えば定格電圧時+15度、減電圧時+30度、過電圧時0度となり、定格電圧時に対して減電圧時および過電圧時に位相を進角させたり遅らせる構成に变りはない。

【0051】また、本発明は、上述したように駆動電流の切換え（整流）を急峻又はデジタル的に行う構成以外

に、駆動電流の切換え（整流）を例えば正弦波や台形状すなわちアナログ的に切換える構成も可能である。

【0052】なお、本発明の実施に当っては、電源21からの電源電圧の定格電圧は任意に設定できることはいうまでもない。

【0053】

【発明の効果】以上説明したように本発明に係るブラシレスモータの駆動制御回路は、ブラシレスモータを構成する複数相の各駆動コイルに誘起する逆起電力レベルが重なる位置を位置検出回路で検出し、それら駆動コイルへ供給する電源電圧が基準電圧に対して変化したときその変化方向に逆比例した移相信号を逆比例回路から出力し、その移相信号に基づき上記検出位置に対して進相又は遅相位相で駆動コイルへの電流を切換える切換え制御信号を可変移相回路から出力し、その切換え制御信号によってそれら駆動コイルへの電流切換えタイミングをドライブ回路で切換えドライブするから、ブラシレスモータを駆動する電源電圧が低下しても、安定した回転トルクを維持して安定したモータ特性が得られるとともに、高い電源電圧が印加されても発熱等の発生を抑え、同様に安定したモータ特性が得られる利点がある。そして、電源電圧が基準電圧状態にあるとき、予め進相に設定したその移相信号を出力するよう上記逆比例回路を形成する構成では、上述した効果に加えて、モータを構成する駆動コイルの巻線インダクタンスや電機子反作用などの影響を受け難くすることが可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るブラシレスモータの駆動制御回路の実施の形態を示すブロック図である。

【図2】図1中のドライブ回路および駆動コイルを示す

回路図である。

【図3】駆動コイルに誘起する逆起電力の波形を示す波形図である。

【図4】駆動コイルを切換える切換え制御信号を示す波形図である。

【図5】駆動コイルに流れる駆動電流の波形を示す波形図である。

【図6】本発明の駆動制御回路の動作を説明するための回路図である。

【図7】本発明の駆動制御回路によって制御されるブラシレスモータが示す回転速度とトルク特性図である。

【図8】従来の駆動制御回路を示すブロック図である。

【図9】図10の駆動コイルに流れる駆動電流の波形を示す波形図である。

【図10】ブラシレスモータの一般的な駆動コイルを示す回路図である。

【図11】従来の駆動制御回路によって制御されるブラシレスモータが示す回転速度とトルク特性図である。

【符号の説明】

1、11 ブラシレスモータ

3、15 センサ

5、17 位置検出回路

7、25 ドライブ回路

9a、9b、9c、13a、13b、13c 駆動コイル

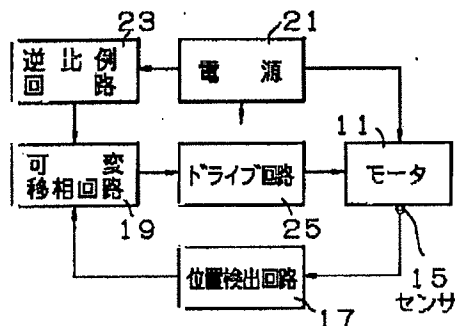
19 可変移相回路

21 電源

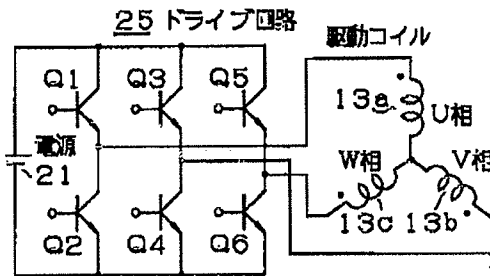
23 逆比例回路

Q1、Q2、Q3、Q4、Q5、Q6 トランジスタ

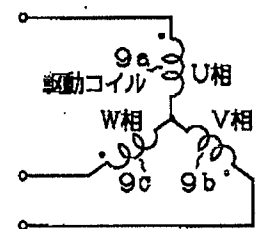
【図1】



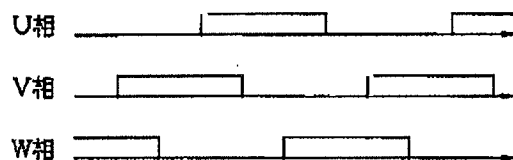
【図2】



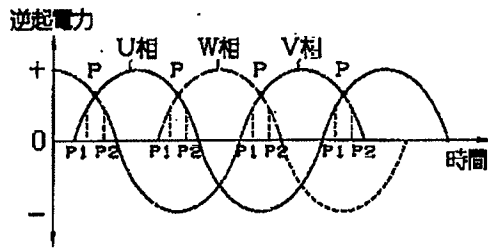
【図10】



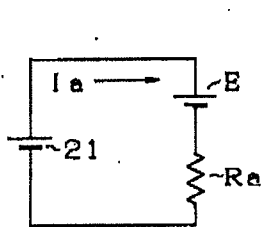
【図4】



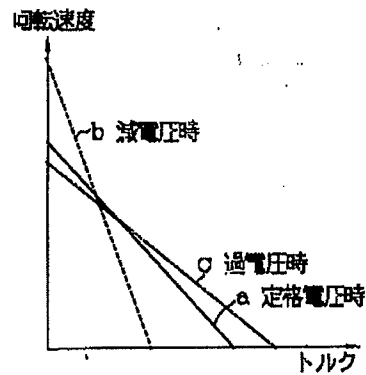
【図3】



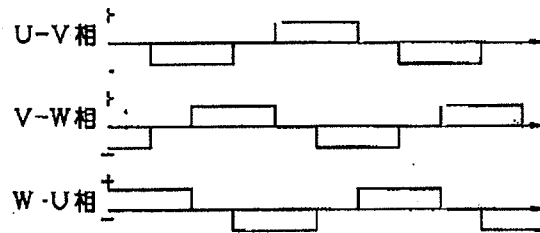
【図6】



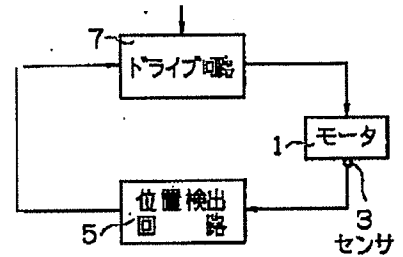
【図7】



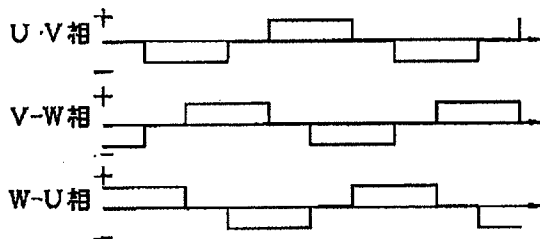
【図5】



【図8】



【図9】



【図11】

